СТРУКТУРНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ИСТОЧНИКА СИГНАЛОВ И НАГРУЗКИ ЛИНЕЙНОЙ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ СИГНАЛОВ

А.Г. Онищук[1], Е. А. Толкачёв[2], Д.В. Пегасин[1]

([1] Минск, Республика Беларусь, учреждение образования «Военная академия Республики Беларусь», dipeg@tut.by;

[2] Минск, Республика Беларусь, институт физики им. Б.И. Степанова НАН Беларуси, tea@dragon.bas-net.by)

THE STRUCTURAL MODELING OF SIGNALS SOURCE AND LOAD IN LINEAR SIGNAL TRANSFER SYSTEM

A.G. Onishchuk, E.A. Tolkachev, D.V. Pegasin

Рассматривается структурно-параметрическое моделирование СПМ двухполюсников (ДП) системы передачи сигналов, выполняющих роль источников сигналов (ИС) и нагрузок (Н) [1]. Показано, что СПМ позволяет представлять ДП в канонической форме, отражающей стационарные энергетические свойства ДП и условия их реализации с помощью трансформирующих четырёхполюсников (ЧП)–согласующих устройств (СУ). Предполагается, что свойства ДП описываются коэффициентом отражения $\Gamma(\omega)$ в рабочей полосе частот $\Delta\omega$. На основе структурного анализа [2] ИС и Н представлены в виде соединения идеальных ДП, согласованных с линиями передачи и оболочек – недиссипативных ЧП (НЧП) с унитарными матрицами рассеяния ($S^{+}S = E$).

$$\boldsymbol{S}_{\text{с}} = \begin{pmatrix} -\Gamma_{\text{с}} e^{-i(\varphi_{\text{с}}-2\varphi)} & e^{i\varphi}\sqrt{1-\Gamma_{\text{с}}^2} \\ e^{i\varphi}\sqrt{1-\Gamma_{\text{с}}^2} & \Gamma_{\text{с}} e^{i\varphi_{\text{с}}} \end{pmatrix}, \quad \boldsymbol{S}_{\text{н}} = \begin{pmatrix} \Gamma_{\text{н}} e^{i\varphi_{\text{н}}} & e^{i\varphi}\sqrt{1-\Gamma_{\text{н}}^2} \\ e^{i\varphi}\sqrt{1-\Gamma_{\text{н}}^2} & -\Gamma_{\text{н}} e^{-i(\varphi_{\text{н}}-2\varphi)} \end{pmatrix} \tag{1}$$

Им соответствуют композиции матриц $\boldsymbol{S}$ каскадного соединения НЧП, выполняющих преобразования сигналов в пространстве – $\boldsymbol{S}_{\text{т}}$ и во времени – $\boldsymbol{S}_{\text{ф}}$. Используя методику Редхеффера [3], или ориентированных графов [4], можно показать, что $\boldsymbol{S}_{\text{с}}$ отвечает каскадному соединению фазовращателя – $\boldsymbol{S}_{\text{ф}}$, трансформатора сопротивлений – $\boldsymbol{S}_{\text{т}}$ и фазовращателя – $\boldsymbol{S}_{\text{фс}}$.

$$\boldsymbol{S}_{\text{с}} = \begin{pmatrix} 0 & e^{i(\varphi-\varphi_{\text{с}})} \\ e^{i(\varphi-\varphi_{\text{с}})} & 0 \end{pmatrix} \otimes \begin{pmatrix} -\operatorname{th}\alpha & \operatorname{sch}\alpha \\ \operatorname{sch}\alpha & \operatorname{th}\alpha \end{pmatrix} \otimes \begin{pmatrix} 0 & e^{i\varphi_{\text{с}}} \\ e^{i\varphi_{\text{с}}} & 0 \end{pmatrix} = \boldsymbol{S}_{\text{ф}} \otimes \boldsymbol{S}_{\text{Т}} \otimes \boldsymbol{S}_{\text{фс}}, \tag{2а}$$

а матрица $\boldsymbol{S}_{\text{н}}$ зеркально симметрична по отношению к матрице $\mathbf{S}_{\text{с}}$

$$\boldsymbol{S}_{\text{н}} = \begin{pmatrix} 0 & e^{i\varphi_{\text{н}}} \\ e^{i\varphi_{\text{н}}} & 0 \end{pmatrix} \otimes \begin{pmatrix} \operatorname{th}\beta & \operatorname{sch}\beta \\ \operatorname{sch}\beta & -\operatorname{th}\beta \end{pmatrix} \otimes \begin{pmatrix} 0 & e^{i(\varphi-\varphi_{\text{н}})} \\ e^{i(\varphi-\varphi_{\text{н}})} & 0 \end{pmatrix} = \boldsymbol{S}_{\text{фн}} \otimes \boldsymbol{S}_{\text{Т}} \otimes \boldsymbol{S}_{\text{ф}} \tag{2б}$$

где φ – произвольная фаза ($0 \le \varphi \le 2\pi$), $\Gamma_{\text{с}} = \operatorname{th}\alpha$, $\Gamma_{\text{н}} = \operatorname{th}\beta$ [2].

Матрицы (2) определяют структуры матриц СУ, обеспечивающих согласование линейных ДП (приведение ДП к каноническому виду).

Литература

1. Онищук А.Г. Волновые матрицы нагруженных многополюсников // Радиотехника и электроника. 1978, Т. 23. № 9.

2. Онищук А.Г. Радиомеханика как теория инвариантов в линейном энергетическом пространстве сигналов // Доклады БГУИР. 2005, Т.10. № 2. С.35–46.
3. Redheffer R.M. On the relation on transmission-line theory // Theory Math. and Phys. 1962, T. 41. №1.
4. Силаев М.А., Брянцев С.Ф. Приложение матриц и графов к анализу устройств СВЧ. М.: Советское радио, 1970.

ИССЛЕДОВАНИЕ АВТОКОМПЕНСАТОРА ПОМЕХ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ФИЛЬТРА ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОЙ РЕГРЕССИИ

А.С. Горбунов, Ю.А. Нифонтов
(Екатеринбург, УрФУ им. первого Президента России Б.Н. Ельцина, as.gorbunov@mail.ru)

THE RESEARCH OF NOISE AUTOCOMPENSATOR WITH A SEQUENTIAL REGRESSION FILTER

A.S. Gorbunov, Y.A. Nifontov

Одним из актуальных вопросов при проектировании систем связи остаётся выбор метода обработки сигналов с целью выделения полезной информационной составляющей на фоне действующих помех при широкой априорной неопределённости их параметров. На сегодняшний день остро стоит вопрос по поиску и внедрению быстродействующих алгоритмов оценки весовых коэффициентов адаптивных фильтров, функционирующих в изменяющихся условиях среды.

Обработчики сигналов большинства существующих систем связи, функционируют в соответствии с критерием минимума среднего квадрата ошибки, перестраивая коэффициенты цифрового фильтра по методу наименьших квадратов (LMS) [1] или рекурсивному методу наименьших квадратов (RLS) [3], тогда как в [1] представлен алгоритм последовательной регрессии, скорость сходимости которого превышает практически используемые алгоритмы.

В качестве показателей эффективности целесообразно, с точки зрения практической применимости, использовать скорость сходимости, коэффициент выигрыша в отношении сигнал-шум и вероятность ошибки.

Поскольку в условиях эксплуатации реальных систем отсутствуют априорные сведения о действующих помехах, то целесообразно при моделировании оценить влияние помеховых составляющих, мгновенные значения которых распределены по различным законам (гауссовым и негауссовым).

При моделировании автокомпенсатора используется двухканальная схема подавления помех [2], адаптивный фильтр которой корректирует значения весовых коэффициентов исходя из выбранного алгоритма.

В соответствии с [1] на нулевом этапе работы алгоритма последовательной регрессии происходит инициализация основных векторов и вычисление постоянных параметров:

$$\alpha \approx 2^{-1/(длина\_стационарного\_сигнала\_X)},$$

где α - внутренний параметр алгоритма последовательной регрессии, X - входная реализация по помеховому каналу.

$$Q_0^{-1} = q \cdot I,$$

где Q_0 - значение корреляционной матрицы входного сигнала на нулевом этапе, q - большая константа (в рамках моделирования использовано значение $q = 10^4$), I - единичная матрица.

$$W_0 = начальный\_вектор\_весовых\_коэффициентов,$$